

**Control device and method for dc-dc converter**

Patent Number: ☐ [US2004100241](#)  
Publication date: 2004-05-27  
Inventor(s): ABO SHOUJI (JP)  
Applicant(s):  
Requested Patent: JP2002315313  
Application Number: US20020296926 20021129  
Priority Number(s): WO2002IB01070 20020404; JP20010107691 20010405  
IPC Classification: G05F1/40  
EC Classification: [B60L11/18M](#), [H02J7/00G1](#), [H02M3/158](#), [H02M3/335](#), [H02M3/337](#)  
Equivalents: ☐ [EP1378044](#) (WO02082615), ☐ [WO02082615](#)

---

**Abstract**

---

The voltage of 36-V battery (10) is dropped by the DC-DC converter (12) to charge the 12-V battery (14). The switching ON/OFF of the DC-DC converter (12) is feed forward controlled by the controlling portion (20). This can cope with the voltage change at the 36-V battery (10). The output voltage of the DC-DC converter (12) is feed back controlled by a differential amplifier (16) and PID (18) and feed back by the controlling portion (20).

---

Data supplied from the esp@cenet database - I2

(19)日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11)特許出願公開番号  
特開2002-315313  
(P2002-315313A)

(43)公開日 平成14年10月25日 (2002. 10. 25)

(51)Int.Cl.<sup>7</sup>

H 0 2 M 3/155  
3/28

識別記号

F I

H 0 2 M 3/155  
3/28

テマコード\* (参考)

H 5 H 7 3 0  
H

審査請求 未請求 請求項の数7 O L (全 9 頁)

(21)出願番号 特願2001-107691(P2001-107691)

(22)出願日 平成13年4月5日(2001. 4. 5)

(71)出願人 000003207

トヨタ自動車株式会社

愛知県豊田市トヨタ町1番地

(72)発明者 安保 正治

愛知県豊田市トヨタ町1番地 トヨタ自動車株式会社内

(74)代理人 100075258

弁理士 吉田 研二 (外2名)

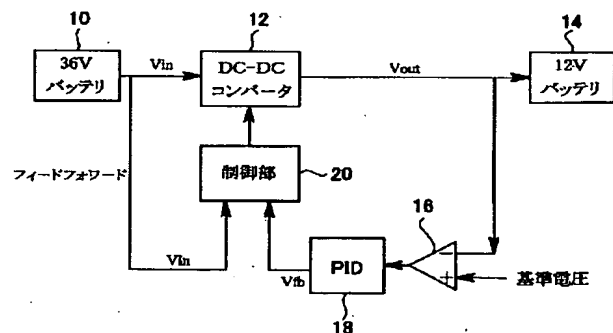
Fターム(参考) 5H730 BB11 BB21 FD01 FD11 FF02  
FG01 FG25

(54)【発明の名称】 DC-DCコンバータの制御装置

(57)【要約】

【課題】 DC-DCコンバータの出力電圧を安定化する。

【解決手段】 36V電池の電圧をDC-DCコンバータ12で降圧し、12V電池14を充電する。DC-DCコンバータ12のスイッチ開閉は制御部20でフィードフォワード制御される。これにより、36V電池10の電圧変動にも対応できる。また、DC-DCコンバータ12の出力電圧を差動アンプ16及びPID18でフィードバックし、制御部20でフィードバック制御する。



## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 DC-DCコンバータ内のスイッチを開閉制御することにより前記DC-DCコンバータの出力電圧を制御する装置であって、

前記DC-DCコンバータの入力電圧 $V_{in}$ から出力目標電圧 $V_{out0}$ が得られるような時間 $t_1$ 及び $t_2$ で前記スイッチを閉及び開制御する制御信号を出力する制御手段を有し、前記制御手段で前記DC-DCコンバータをフィードフォワード制御することを特徴とするDC-DCコンバータの制御装置。

【請求項2】 チョップパ型DC-DCコンバータ内の2つのスイッチを開閉制御することにより前記DC-DCコンバータの出力電圧を制御する装置であって、前記DC-DCコンバータの入力電圧 $V_{in}$ から出力目標電圧 $V_{out0}$ が得られるような時間 $t_1$ 及び $t_2$ で前記スイッチをそれぞれ閉制御する2つの制御信号を出力する制御手段を有し、前記制御手段で前記DC-DCコンバータをフィードフォワード制御することを特徴とするDC-DCコンバータの制御装置。

【請求項3】 請求項1、2のいずれかに記載の装置において、前記時間 $t_1$ 及び $t_2$ は、前記入力電圧 $V_{in}$ と出力目標電圧 $V_{out0}$ に対し、 $(V_{in}-V_{out0}) \cdot t_1 = V_{out0} \cdot t_2$ を満たす時間であることを特徴とするDC-DCコンバータの制御装置。

【請求項4】 請求項3記載の装置において、前記制御手段は、前記 $V_{in}-V_{out0}$ を電流に変換する第1電圧電流変換手段と、前記 $V_{out0}$ を電流に変換する第2電圧電流変換手段と、前記第1電圧電流変換手段に接続される第1スイッチと、前記第2電圧電流変換手段に接続される第2スイッチと、前記第1スイッチ及び第2スイッチに接続され、所定の上限値及び下限値と入力電圧とを比較する比較手段と、前記比較手段からの出力及び反転出力を前記第2スイッチ及び第1スイッチにそれぞれ供給して開閉制御する手段と、を有し、前記比較手段からの出力及び反転出力を前記制御信号として前記DC-DCコンバータ内の2つのスイッチをフィードフォワード制御することを特徴とするDC-DCコンバータの制御装置。

【請求項5】 請求項1～4のいずれかに記載の装置において、さらに、前記DC-DCコンバータの出力電圧をフィードバックして前記目標出力電圧 $V_{out0}$ を調整するフィードバック制御手段と、を有することを特徴とするDC-DCコンバータの制御

装置。

【請求項6】 請求項1～5のいずれかに記載の装置において、さらに、前記DC-DCコンバータの動作開始直後において前記制御信号を処理して前記DC-DCコンバータ内のスイッチの開時間を短縮する手段と、を有することを特徴とするDC-DCコンバータの制御装置。

【請求項7】 請求項1～6のいずれかに記載の装置において、前記DC-DCコンバータは、高電圧電源からの前記入力電圧 $V_{in}$ を前記出力目標電圧 $V_{out0}$ に降圧して低電圧電源に供給することを特徴とするDC-DCコンバータの制御装置。

## 【発明の詳細な説明】

## 【0001】

【発明の属する技術分野】本発明はDC-DCコンバータの制御装置、特にチョップパ型DC-DCコンバータのスイッチング制御に関する。

## 【0002】

【従来の技術】従来より、電源回路において出力電圧をフィードバック制御する技術が知られており、例えば特開平6-284590号などがある。

【0003】また、高圧バッテリー（36V等）と低圧バッテリー（12V等）を車両に搭載し、高電圧で走行用モータを駆動するとともに低電圧電装系を駆動することが提案されており、低圧バッテリーの電圧が低下したときなどに高圧バッテリーの電圧をDC-DCコンバータで降圧し低圧バッテリーを充電する構成が採用されている。このとき、DC-DCコンバータの出力電圧をフィードバック制御することで、低圧バッテリーを安定的に充電することができる。

## 【0004】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、エンジン始動時のように高圧バッテリー電圧が急激に変動する場合には、出力電圧のフィードバック制御では高圧バッテリーの変動に追いつけず、低圧バッテリーに所定電圧ではなく変動した電圧が入力されてしまう問題があった。

【0005】本発明は、上記従来技術の有する課題に鑑みなされたものであり、その目的は、入力電圧が変動しても、DC-DCコンバータの出力電圧を所望の電圧に制御することができる装置を提供することにある。

## 【0006】

【課題を解決するための手段】上記目的を達成するために、本発明は、DC-DCコンバータ内のスイッチを開閉制御することにより前記DC-DCコンバータの出力電圧を制御する装置であって、前記DC-DCコンバータの入力電圧 $V_{in}$ から出力目標電圧 $V_{out0}$ が得られるような時間 $t_1$ 及び $t_2$ で前記スイッチを閉及び開制御する制御信号を出力する制御手段を有し、前記制御

手段で前記DC-DCコンバータをフィードフォワード制御することを特徴とする。

【0007】また、本発明は、チョップ型DC-DCコンバータ内の2つのスイッチを開閉制御することにより前記DC-DCコンバータの出力電圧を制御する装置であって、前記DC-DCコンバータの入力電圧 $V_{in}$ から出力目標電圧 $V_{out0}$ が得られるような時間 $t_1$ 及び $t_2$ で前記スイッチをそれぞれ閉制御する2つの制御信号を出力する制御手段を有し、前記制御手段で前記DC-DCコンバータをフィードフォワード制御することを特徴とする。ここで、前記時間 $t_1$ 及び $t_2$ は、 $(V_{in}-V_{out0}) \cdot t_1 = V_{out0} \cdot t_2$ を満たす時間 $t_1$ 及び $t_2$ とすることができる。従来のようにDC-DCコンバータをフィードバック制御するのではなく、2つのスイッチをフィードフォワード制御することで、入力電圧が変動しても出力電圧の変動を抑制することができる。

【0008】前記制御手段は、前記 $V_{in}-V_{out0}$ を電流に変換する第1電圧電流変換手段と、前記 $V_{out0}$ を電流に変換する第2電圧電流変換手段と、前記第1電圧電流変換手段に接続される第1スイッチと、前記第2電圧電流変換手段に接続される第2スイッチと、前記第1スイッチ及び第2スイッチに接続され、所定の上限値及び下限値と入力電圧とを比較する比較手段と、前記比較手段からの出力及び反転出力を前記第2スイッチ及び第1スイッチにそれぞれ供給して開閉制御する手段とを有し、前記比較手段からの出力及び反転出力を前記制御信号として前記DC-DCコンバータ内の2つのスイッチをフィードフォワード制御することが好適である。

【0009】本発明において、さらに、前記DC-DCコンバータの出力電圧をフィードバックして前記目標出力電圧 $V_{out0}$ を調整するフィードバック制御手段とを有することができる。

【0010】また、本発明において、さらに、前記DC-DCコンバータの動作開始直後において前記2つの制御信号を処理して前記DC-DCコンバータ内の2つのスイッチの開時間を短縮する手段とを有することが好適である。フィードバック制御手段を併用する場合、フィードバック作用によりDC-DCコンバータ動作開始時に一時的に出力側が異常値となる可能性がある。そこで、動作開始直後においては2つのスイッチの開時間(オン時間)を短縮して流れる電流量を制限することで、出力側が異常値となることを抑制し、安定した動作が可能となる。なお、短縮手段としては、例えばコンデンサと比較器及び制御電圧信号とを組み合わせ、制御信号及び制御電圧信号によるコンデンサの充放電制御とこれにより生じるコンデンサの端子電圧変化を利用する回路構成とすることができる。

【0011】本発明において、前記DC-DCコンバー

タを高電圧電源と低電圧電源の2電源系に適用し、高電圧電源からの前記入力電圧 $V_{in}$ を前記出力目標電圧 $V_{out0}$ に降圧して低電圧電源に供給することができる。

【0012】

【発明の実施の形態】以下、図面に基づき本発明の実施形態について、DC-DCコンバータにより高圧バッテリーの電圧を降圧して低圧バッテリーに供給する場合を例にとり説明する。

【0013】図1には、本実施形態に係る回路構成が示されている。高圧及び低圧バッテリーとしてそれぞれ36Vバッテリー10及び12Vバッテリー14が設けられ、36Vバッテリー10と12Vバッテリー14の間にDC-DCコンバータ12が接続される。DC-DCコンバータ12はチョップ型DC-DCコンバータ12であり、2つのスイッチを開閉制御して36Vを12Vに変換する。DC-DCコンバータ12内の2つのスイッチは制御部20からの制御信号により開閉制御される。制御部20は、36Vバッテリー10からの電圧 $V_{in}$ を入力して2つのスイッチをフィードフォワード制御するとともに、DC-DCコンバータ12の出力電圧 $V_{out}$ の一部を差動アンプ16及びPID回路18を介して帰還させ、フィードバック制御する。

【0014】図2には、図1におけるDC-DCコンバータ12及び制御部20の詳細な回路図が示されている。まず、DC-DCコンバータ12について説明する。DC-DCコンバータ12は、2つのスイッチSW1及びSW2、コイルL1及びコンデンサC1から構成される。SW1の一端は高圧バッテリー10に接続され、SW2の一端は接地されている。SW1及びSW2の他端はともにコイルL1に接続される。コイルL1の出力端にはコンデンサC1が接続され、コイルC1の他端は接地される。

【0015】図3には、図2に示されたDC-DCコンバータ12の2つのスイッチSW1、SW2をそれぞれ時間 $t_1$ 、 $t_2$ で開制御した場合のDC-DCコンバータ12のA点の電圧が示されている。スイッチSW1、SW2を交互に開閉制御することでA点の電圧波形は約0Vと入力電圧 $V_{in}$ との間で変化する方形波となる。出力電圧 $V_{out}$ はコイルL1とC1で平均化したものとして与えられる。すなわち、図3の領域100と領域102の面積は等しくなる。したがって、DC-DCコンバータ12の出力電圧 $V_{out}$ を所望の目標電圧 $V_{out0}$ とするためには、

【数1】

$$(V_{in}-V_{out0}) \cdot t_1 = V_{out0} \cdot t_2$$

の関係を満たすような開時間 $t_1$ 、 $t_2$ をSW1、SW2に与えればよく、制御部20はこのような制御信号をDC-DCコンバータ12に与えることでDC-DCコンバータ12の出力電圧を制御する。

【0016】図2において、次に制御部20について説明する。制御部20は、高圧バッテリー10からの入力電圧 $V_{in}$ 及び目標電圧 $V_{out0}$ の差分を演算する減算器20b、減算器20bからの電圧( $V_{in}-V_{out0}$ )を電流に変換する電圧電流変換器(V-I変換器)20c、 $V_{out0}$ を電流に変換する電圧電流変換器(V-I変換器)20d、スイッチSW3、4、コンデンサC2、ヒステリシスコンパレータ20e及びインバータ20fから構成される。

【0017】減算器20bからの電圧( $V_{in}-V_{out0}$ )はV-I変換器20cに供給され、電流 $I_1$ に変換されてSW3に供給される。SW3の他端はコンデンサC2及びヒステリシスコンパレータ20eに接続され、電流 $I_1$ によりコンデンサC2を充電してその端子電圧がヒステリシスコンパレータ20eに供給される。ヒステリシスコンパレータ20eは上側しきい値と下側しきい値を有し、入力電圧が下側しきい値以下から上側しきい値に向かって上昇中は「0」を出力し、入力電圧が上側しきい値を超えてから下側しきい値に向かって下降している間は「1」を出力する。ヒステリシスコンパレータ20eの出力の一部は制御信号S2として上述したDC-DCコンバータ12のSW2に供給されるとともにSW4の開閉制御信号として供給される。また、ヒステリシスコンパレータ20eの出力はインバータ20fを介して制御信号S1として上述したDC-DCコンバータ12のSW1に供給されるとともにSW3の開閉制御信号として供給される。

【0018】図4には、ヒステリシスコンパレータ20eの入力電圧の変化が示されている。図において、横軸は時間、縦軸は入力電圧(図2におけるB点)である。まず、ヒステリシスコンパレータ20eの入力電圧が上側しきい値と下側しきい値の間にあり、その出力が「0」の場合、SW4には「0」信号、すなわち開信号(オフ信号)が出力される。一方、インバータ20fからは反転信号である「1」が出力され、SW3には「1」信号、すなわち閉信号(オン信号)が出力されてV-I変換器20cからの電流 $I_1$ が供給され、コンデンサC2を充電する。なお、この間には制御信号S1にはSW3と同じ「1」、すなわち閉信号が供給される。

【0019】コンデンサC2の充電に伴い、その端子電圧が上昇していき、やがて上側しきい値に達する。上側しきい値に達するまでの時間は、電流 $I_1$ に反比例し、すなわち電圧( $V_{in}-V_{out0}$ )に反比例する。入力電圧が上側しきい値を超えると、ヒステリシスコンパレータ20eの出力は「0」から「1」に変化し、したがってSW4には「1」、すなわち閉信号が供給されてSW4が閉じる。また、制御信号S2にも「1」、すなわち閉信号が供給される。また、インバータ20fの出力は「1」から「0」に変化するから、SW3には「0」、すなわち開信号が供給されてSW3が開とな

る。これにより、コンデンサC2は放電し、SW4には $V_{out0}$ 及びこの $V_{out0}$ を電流変換するV-I変換器20dで規定される電流 $I_2$ が流れることになり、ヒステリシスコンパレータ20eの入力電圧は低下してやがて下側しきい値に達する。下側しきい値に達するまでの時間は放電電流 $I_2$ に反比例し、すなわち目標電圧 $V_{out0}$ に反比例する。ヒステリシスコンパレータ20eの入力電圧が下側しきい値を下回ると、今度は再びその出力は「1」から「0」に変化し、SW4が開となるとともにSW3が閉となり、以下同様に電圧が変化していく。

【0020】このように、下側しきい値から上側しきい値に達するまでの時間、すなわち制御信号S1が「1」(閉信号)である時間は( $V_{in}-V_{out0}$ )に反比例し、上側しきい値から下側しきい値に達するまでの時間、すなわち制御信号S2が「1」(閉信号)である時間は $V_{out0}$ に反比例することになり、SW1、SW2はそれぞれ( $V_{in}-V_{out0}$ )、 $V_{out0}$ に反比例する時間で閉制御されることになる。ここで、再び(1)式に着目すると、(1)式を満たすような時間 $t_1$ 、 $t_2$ は、それぞれ( $V_{in}-V_{out0}$ )、 $V_{out0}$ に反比例するような時間であることから、図2に示される制御部20は、結局(1)式を満たすような制御信号S1、S2をDC-DCコンバータ12の2つのスイッチSw1、SW2に供給することとなり、DC-DCコンバータ12の出力電圧を目標電圧 $V_{out0}$ に制御することができる。

【0021】以上のようにして、制御部20はDC-DCコンバータ12の出力電圧をフィードフォワード制御することができる。そして、このようなフィードフォワード制御によれば、高圧バッテリーである36Vバッテリー10に変動が生じて、フィードバック制御のようにその変動が低圧バッテリー12Vに伝わることを効果的に抑制することができる。

【0022】一方、制御部20によるフィードフォワード制御のみでは、DC-DCコンバータ12の出力電圧を高精度かつ短時間に目標電圧 $V_{out0}$ に制御することは困難である。そこで、本実施形態では、制御部20によるフィードフォワード制御に加え、フィードバック制御を用いている。

【0023】すなわち、制御部20は上述したように( $V_{in}-V_{out0}$ )及び $V_{out0}$ を入力して制御信号S1、S2を生成するが、目標電圧 $V_{out0}$ を加算器20aにより基準電圧 $V_{ref1}$ とフィードバック電圧 $V_{fb}$ を加算することにより生成する。すなわち、 $V_{out0}=V_{ref1}+V_{fb}$ である。 $V_{ref1}$ は目標電圧の12Vに固定される。一方、 $V_{fb}$ はDC-DCコンバータ12の出力電圧 $V_{out}$ を差動アンプ16及びPID回路18により作成される。 $V_{ref2}$ も $V_{ref1}$ と同様に目標電圧の12Vに固定される。出

力電圧 $V_{out}$ と $V_{ref2}$ との間に差があると、この差の分だけ $V_{fb}$ が生じ、 $V_{out0}$ が補正される。一方、 $V_{in}$ に変動が生じると、フィードバック制御による補正量 $V_{fb}$ はそのまま、 $(V_{in}-V_{out0})$ が変化してフィードフォワード制御が機能し、出力電圧 $V_{out}$ が一定に維持される。

【0024】図5には、本実施形態の回路構成におけるタイミングチャートが示されている。(a)は $V_{in}$ 、すなわち36Vバッテリー10からの電圧の時間変化であり、この電圧はDC-DCコンバータ12のSW1に供給されるとともに、制御部20の減算器20bにも供給される。通常、 $V_{in}$ は36Vで一定であるが、車両のエンジクランキング時には変動することもある。図中、104がこの電圧変動を示している。また、(b)はDC-DCコンバータ12の出力電圧 $V_{out}$ の時間変化であり、2つのスイッチSW1、SW2を交互に開閉することで、36Vを降圧して12Vに変換して出力する。起動直後は0Vであり、 $V_{ref2}$ との間に差が生じているため $V_{fb}$ が生じ、 $V_{out0}$ が補正される。そして、この $V_{out0}$ でフィードフォワード制御が行われ、出力電圧 $V_{out}$ は12Vに収束していく。

(c)は $V_{fb}$ の時間変化であり、この $V_{fb}$ がフィードバック制御分として寄与する。(d)は $V_{out0}$ の時間変化であり、 $V_{ref}$ と $V_{fb}$ の和で規定される。出力電圧が $V_{ref1}$ と一致していないときには、その差分が $V_{fb}$ として帰還され補正される。(e)は $(V_{in}-V_{out0})$ の時間変化であり、フィードバック制御がない場合(図中破線)と本実施形態の場合とを対比して図示してある。フィードバック制御が存在する場合には、 $V_{out0}$ がフィードバック電圧 $V_{fb}$ だけ補正されるため、 $V_{in}-V_{out0}$ はフィードバック制御がない場合の $V_{in}-V_{out0}$ よりも補正分だけ低くなる。また、 $V_{in}$ の変動104については、 $V_{in}-V_{out0}$ が変動し、この変動はフィードフォワード制御によりSW1とSW2のデューティ変化として吸収されるため $V_{out}$ には影響を及ぼさない。

【0025】このように、本実施形態ではフィードフォワード制御とフィードバック制御を組み合わせることで、36Vバッテリー10の電圧変動があってもこの変動を抑制し、安定してDC-DCコンバータ12から12Vを出力することができる。

【0026】なお、本実施形態においてはチョップパ式のDC-DCコンバータ12を用いており、起動時にフィードバック制御系の初期値が発散している(正負どちらかに大きく振れている)と、出力電圧 $V_{out}$ に過電圧が生じたり、36Vから12Vへの降圧ではなく12Vを逆に昇圧してしまう可能性もある。

【0027】図6には、このような事態を防止するための回路構成が示されている。この回路の機能は、SW1、SW2の開時間を次第に徐々に大きくすることによ

り起動初期に流す電流を制限し(ソフトスタート)、これにより過電圧や昇圧を防止するものである。

【0028】動作開始直後におけるSW1、SW2のオン時間を短縮するソフトスタート回路は、電圧電流変換器22、24、スイッチ26、28、2つのコンデンサC、比較器30、32から構成される。このソフトスタート回路は、図2における制御部20とDC-DCコンバータ12との間に設けられ、制御部20からの制御信号S1、S2はそれぞれスイッチ28、26の開閉制御信号として供給される。一方、起動時からの緩和時間を規定する制御電圧J(この制御電圧Jは、例えば起動を検知した電子制御装置ECUが起動をトリガとして生成することができる)がV-I変換器22、24に供給される。この制御電圧Jは、後述するように起動から徐々に所定電圧まで上昇する変化を示し、所定電圧に達するまでの時間がソフトスタートを実行する時間を規定する。V-I変換器22、24はそれぞれスイッチ26、28の一端に接続され、スイッチ26、28の他端は接地されている。また、スイッチ26、28の一端はコンデンサC及び比較器30、32の非反転入力端子にそれぞれ接続され、比較器30、32の反転入力端子には基準電圧 $V_{ref}$ が入力される。比較器30、32の出力はDC-DCコンバータ12の2つのスイッチSW1、SW2に開閉制御信号として供給される。

【0029】図7には、各部の電圧のタイミングチャートが示されている。制御電圧Jは、上述したように図示しないECUなどから起動とともに出力され、V-I変換器22、24に供給される。また、制御部20からはフィードフォワード制御(正確にはフィードフォワード制御とフィードバック制御の組み合わせ)により制御信号S1、S2が出力される。制御信号S1、S2はそれぞれ交互にオン/オフし、S1のオン時間、すなわち閉時間は $(V_{in}-V_{out0})$ に反比例し、S2のオン時間、すなわち閉時間は $V_{out0}$ に反比例している。S1はスイッチ28に供給され、S2はスイッチ26に供給されるから、S1がオンのときにはスイッチ28がオンしてスイッチ26はオフとなり、S2がオンのときにはスイッチ26がオンしてスイッチ28がオフとなる。

【0030】いま、スイッチ26がオフしてスイッチ28がオンした場合(S2がオフのとき)、V-I変換器22からの電流によりコンデンサCが充電され、比較器30の非反転入力端子の電圧が上昇する。そして、スイッチ26がオフからオンとなった場合(S2がオフからオンとなったとき)、コンデンサCは放電し、非反転入力端子の電圧が降下する。したがって、比較器30の非反転入力端子の電圧であるG点の電圧は、図に示すようにS2がオフのタイミングで上昇し、S2がオフのタイミングで降下する変化を示す。G点の電圧上昇は、制御電圧Jの電圧に依存し、制御電圧Jが低い場合(起動直

後)にはG点の電圧は $V_{ref}$ 以下である。そして、制御電圧Jが上昇すると、やがてG点の電圧も上昇し、 $V_{ref}$ を超えることになる。このとき、比較器30の出力は「0」から「1」(閉信号あるいはオン信号)に変化する。比較器30の出力は図中E点の時間変化であり、G点の電圧が $V_{ref}$ を超えたときに閉信号(オン信号)が出力される。G点の電圧はS2がオフのとき、すなわちS1がオンのときに上昇し、かつ制御電圧Jが一定電圧以上のときに $V_{ref}$ を超えるから、結局E点の電圧、すなわちDC-DCコンバータ12のSW1に供給される信号は、S1がオンのタイミングで、かつ制御電圧Jにより制御されるタイミングでオンとなり、制御信号S1のオン時間を小さくすることができる。

【0031】一方、スイッチ28がオフしてスイッチ26がオンした場合(S1がオフのとき)、V-I変換器24からの電流により他方のコンデンサCが充電され、比較器32の非反転入力端子の電圧が上昇する。そして、スイッチ28がオフからオンとなった場合(S1がオフからオンとなったとき)、コンデンサCは放電し、非反転入力端子の電圧が降下する。したがって、比較器32の非反転入力端子の電圧であるH点の電圧は、図に示すようにS1がオフのタイミングで上昇し、S1がオフのタイミングで降下する変化を示す。H点の電圧上昇は、制御電圧Jの電圧に依存し、制御電圧Jが低い場合(起動直後)にはH点の電圧は $V_{ref}$ 以下である。そして、制御電圧Jが上昇すると、やがてH点の電圧も上昇し、 $V_{ref}$ を超えることになる。このとき、比較器32の出力は「0」から「1」(閉信号あるいはオン信号)に変化する。比較器32の出力は図中F点の時間変化であり、H点の電圧が $V_{ref}$ を超えたときに閉信号(オン信号)が出力される。H点の電圧はS1がオフのとき、すなわちS2がオンのときに上昇し、かつ制御電圧Jが一定電圧以上のときに $V_{ref}$ を超えるから、結局F点の電圧、すなわちDC-DCコンバータ12のSW2に供給される信号は、S2がオンのタイミングで、かつ制御電圧Jにより制御されるタイミングでオンとなり、制御信号S2のオン時間を小さくすることができる。

【0032】このように、SW1、SW2を交互に閉制御(オン制御)する時間を起動当初は小さくし、徐々にオン時間を増大させることで起動当初に流れる電流量を制限することができる。

【0033】以上、本発明の実施形態について、3.6Vバッテリーを用いて12Vバッテリーを充電する場合を例にとり説明したが、本発明はこれに限定されるものではなく、DC-DCコンバータが用いられる任意のシステムに適用可能である。

【0034】また、本実施形態においては、DC-DCコンバータ12が2つのスイッチSW1、SW2を有する場合について説明したが、本発明はこれに限定される

ものではなく、1つのスイッチのみを有する場合にも同様に適用することができる。この場合、上記における時間 $t_1$ は1つのスイッチの閉時間に対応し、 $t_2$ は当該スイッチの開時間に対応する。

【0035】図8には、このようにDC-DCコンバータ12が1つのスイッチを有する場合の回路構成が示されている。図2と異なる点は、DC-DCコンバータ12内のSW2がダイオードDとなっている点である。この場合でも、SW1を時間 $t_1$ だけオンし、時間 $t_2$ だけオフすることで、図2と同様の動作を行うことができる。すなわち、SW1をオンからオフにすると、コイルL1には図中右側方向に電流が流れ続けるためダイオードDがオンし、図2におけるSW2と同様に機能する。

【0036】また、本実施形態ではチョップ型DC-DCコンバータ12を用いているが、これに限定されるものではなく、他のDC-DCコンバータ、例えばフォワード型DC-DCコンバータを用いることも可能である。

【0037】図9には、フォワード型DC-DCコンバータの回路構成が示されている。DC-DCコンバータ12は、1つのスイッチSW1、トランス、ダイオードD1、D2、コイル及びコンデンサから構成される。SW1の一端は高圧バッテリーに接続され、他端はトランスの1次側に接続される。トランスの巻数は $N:1$ であり、2次側にはダイオードD1、ダイオードD2、コイル及びコンデンサが接続される。

【0038】このような構成において、トランスの2次側に1次側を $N$ 分の1にした電圧が出力される。そして、SW1が時間 $t_1$ だけオンして2次側電圧が上昇したときにはダイオードD1がオンしてコイルに $V_{in}/N$ の電圧が印加される。SW2がオンからオフとなったとき(オフ時間は $t_2$ )、トランスの2次側はマイナス側にオーバシュートするが、ダイオードD1がオフし、コイルに流れる電流が流れ続けようとするためダイオードD2がオンし電流経路を確保する。このときコイルのダイオード側電圧はほぼゼロとなる。

【0039】図10には、図9に示されたフォワード型DC-DCコンバータ12のタイミングチャートが示されている。(a)は図9におけるa部分の波形であり、(b)は図9におけるb部分の波形である。(a)に示されるように、トランスの1次側は時間 $t_1$ だけSW1をオンにすると $V_{in}$ となり、SW1をオフとするとオーバシュートしゼロに収束する。一方、(b)に示されるようにトランスの2次側、すなわち $V_{out}$ は時間 $t_1$ だけ $V_{in}/N$ の電圧となり、時間 $t_2$ だけゼロとなる。したがって、時間 $t_1$ と $t_2$ は、 $(V_{in}/N - V_{out}0) \cdot t_1 = V_{out}0 \cdot t_2$ を満たすように設定すればよい。

【0040】また、DC-DCコンバータ12としては、プッシュプル型DC-DCコンバータを用いること

もできる。

【0041】図11には、プッシュプル型DC-DCコンバータ12の回路構成が示されている。DC-DCコンバータ12は、4つのスイッチSW11、SW21、SW12、SW22、トランス、ダイオードD3、D4、コイル及びコンデンサから構成される。

【0042】このような構成において、

(1) SW11、SW22をオンさせる

(2) SW11、SW12、SW21、SW22を全てオフする

(3) SW12、SW21をオンさせる

(4) SW11、SW12、SW21、SW22を全てオフする

のサイクルを繰り返す。(1)のときトランスの2次側に $V_{in}/N$ の電圧が発生し、ダイオードD3がオンする。(2)、(4)のときは理想的にはトランスの2次側はゼロとなるが、インダクタンス分の電圧が生じる。

(3)のときもトランスの2次側に $V_{in}/N$ の電圧が生じ、ダイオードD4がオンする。したがって、(1)と(3)におけるオン時間 $t_1$ 、(2)と(4)におけるオフ時間を $t_2$ は $(V_{in}/N - V_{out}) \cdot t_1 = V_{out} \cdot t_2$ を満たすように設定すればよい。

【0043】

【発明の効果】本発明によれば、入力電圧が変動して

も、DC-DCコンバータの出力電圧を所望の電圧に制御することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】 実施形態のシステム概念図である。

【図2】 実施形態の回路構成図である。

【図3】 DC-DCコンバータの動作説明図である。

【図4】 ヒステリシスコンパレータの動作説明図である。

【図5】 図2における各部のタイミングチャートである。

【図6】 他の実施形態の要部回路構成図である。

【図7】 図6における各部のタイミングチャートである。

【図8】 他の実施形態の回路構成図である。

【図9】 他の実施形態のDC-DCコンバータの回路構成図である。

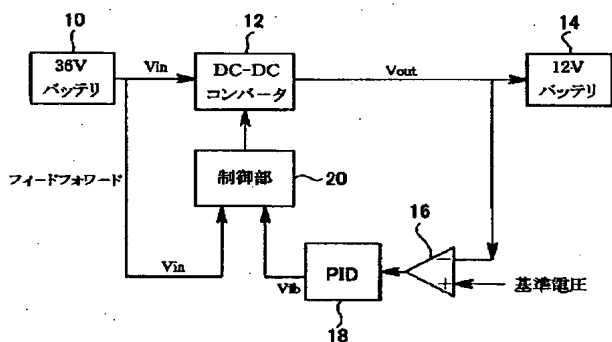
【図10】 図9における各部のタイミングチャートである。

【図11】 さらに他の実施形態のDC-DCコンバータの回路構成図である。

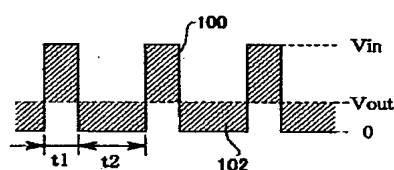
【符号の説明】

10 高圧バッテリー(36Vバッテリー)、12 DC-DCコンバータ、14 低圧バッテリー(12Vバッテリー)、20 制御部。

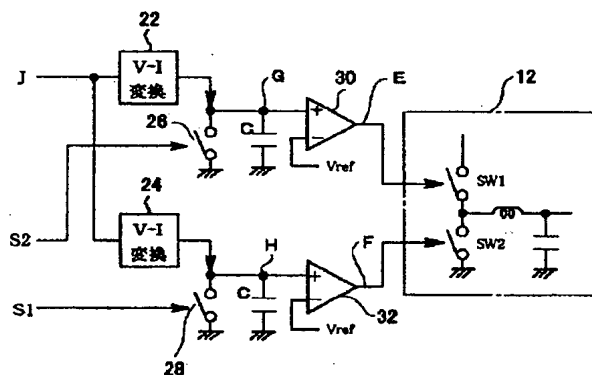
【図1】



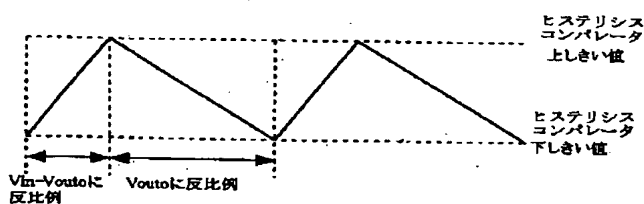
【図3】



【図6】

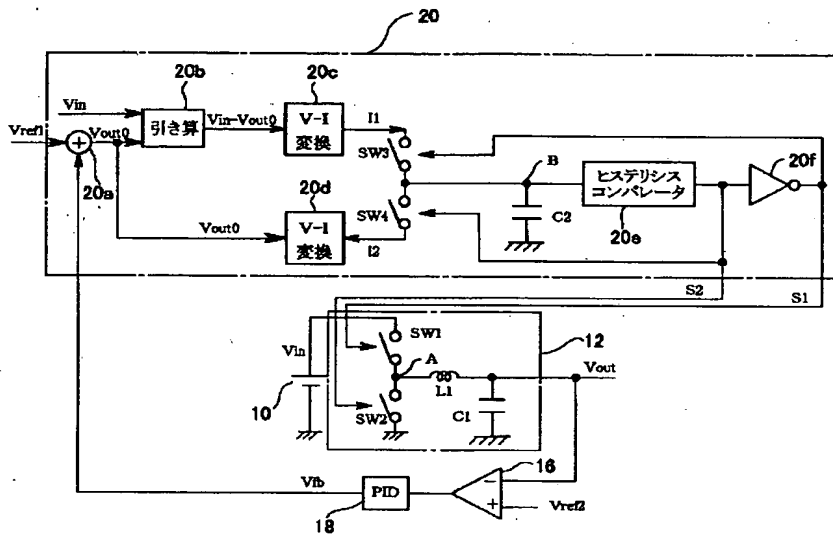


【図4】

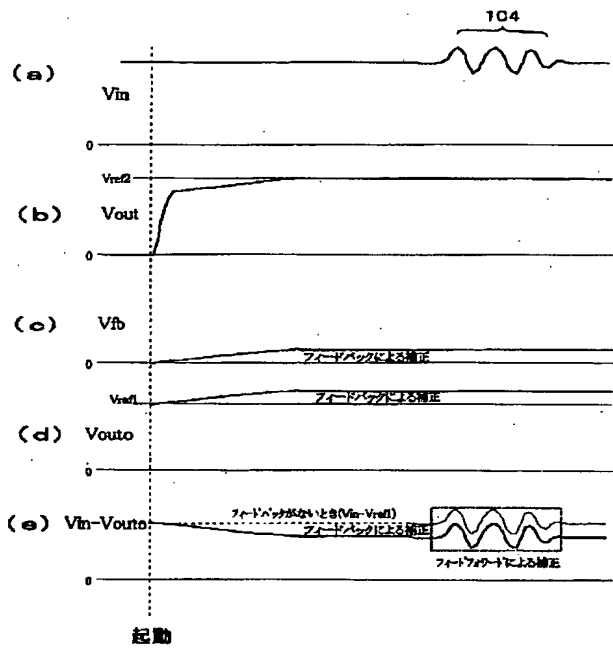




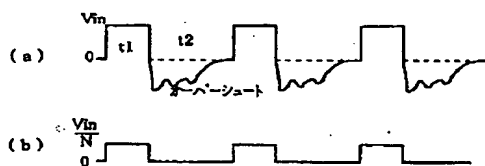
【図2】



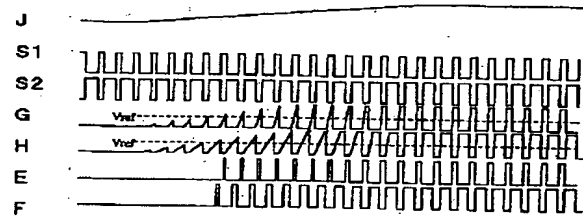
【図5】



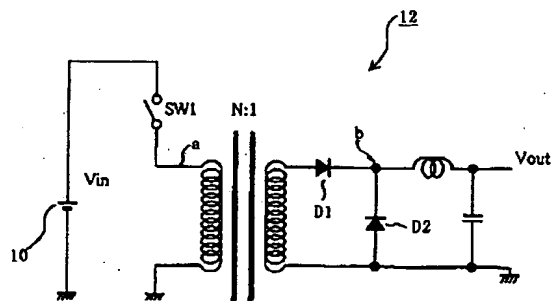
【図10】



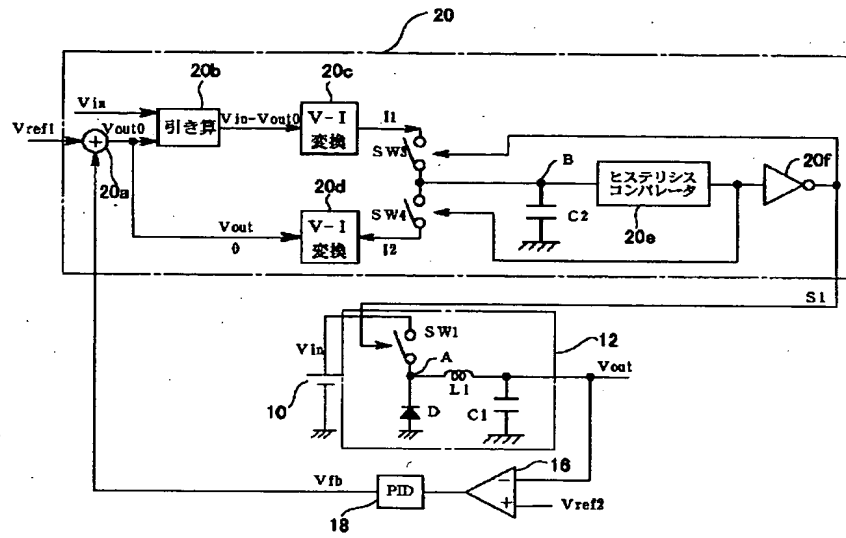
【図7】



【図9】



【図8】



【図11】

